

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-244894

(43)Date of publication of application : 07.09.2001

(51)Int.Cl. H04B 10/152
H04B 10/142
H04B 10/04
H04B 10/06
H04B 10/00
H04B 10/02
H04B 10/18
H04L 25/02
H04L 25/49
H04L 25/497

(21)Application number : 2000-052579

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP
<NTT>

(22)Date of filing : 28.02.2000

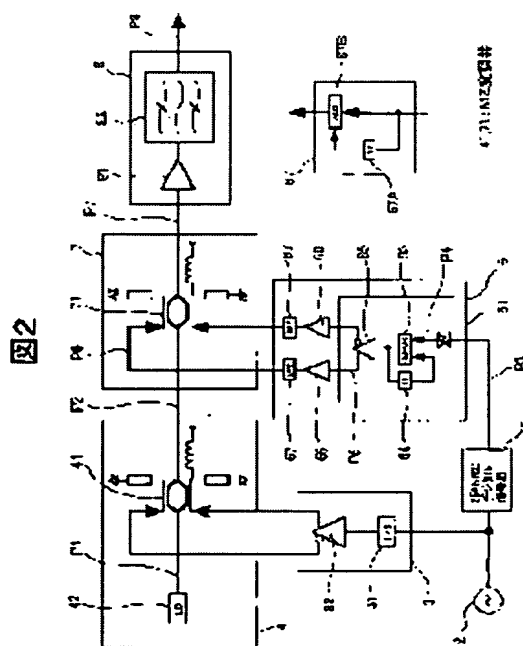
(72)Inventor : MIYAMOTO YUTAKA
HIRANO AKIRA
YONENAGA KAZUSHIGE
SATO NORIFUMI
TOBA HIROSHI
MATSUURA AKIHIKO

(54) METHOD AND DEVICE FOR OPTICAL TRANSMISSION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To relax restrictions on input power in a fiber by increasing wavelength tolerance and simplifying dispersion compensation as to an optical transmission device which uses partial response codes.

SOLUTION: This is an optical transmitting method which modulates a light signal in longitudinal mode according to a partial response signal and outputs it. The clock signal from a system clock source is inputted and a single-mode light signal is modulated to generate two longitudinal-mode pulse light signals whose frequency interval is $n \times B$ (n : natural number, B : transmission rate), a partial response signal is generated by converting the code of the binary NRZ signal from a digital signal source synchronized with the system clock source, and a binary RZ modulated signal generated by modulating the two longitudinal-mode pulse light signals according to the partial response signal is outputted.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

20.11.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-244894

(P2001-244894A)

(43) 公開日 平成13年9月7日 (2001.9.7)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 4 B 10/152
10/142
10/04
10/06
10/00

H 0 4 L 25/02
25/49
25/497
H 0 4 B 9/00

3 0 3 A 5 K 0 0 2
C 5 K 0 2 9
L
B

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 20 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2000-52579(P2000-52579)

(22) 出願日 平成12年2月28日 (2000.2.28)

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72) 発明者 宮本 裕

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(72) 発明者 平野 章

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(74) 代理人 100083552

弁理士 秋田 収喜

最終頁に続く

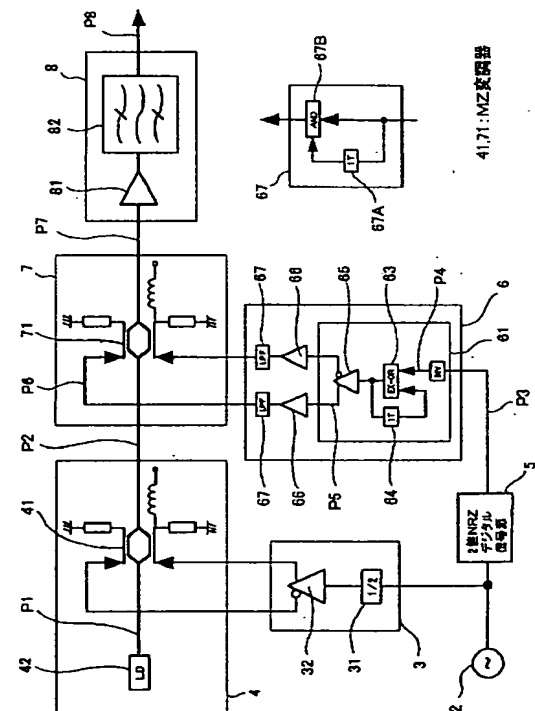
(54) 【発明の名称】 光伝送方法及び光伝送装置

(57) 【要約】

【課題】 パーシャルレスポンス符号を用いた光伝送装置において、波長トレランスを拡大するとともに、分散補償を簡素化しファイバ内入力パワー制限を緩和する。

【解決手段】 縦モードの光信号をパーシャルレスポンス信号に基づいて変調して出力する光伝送方法であって、システムクロック源からのクロック信号を入力として単一モード光信号を変調し、周波数間隔が $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度) である2つの縦モードのパルス光信号を生成し、前記システムクロック源と同期したデジタル信号源からの2値NRZ信号を符号変換してパーシャルレスポンス信号を生成し、前記パーシャルレスポンス信号に基づいて前記2つの縦モードのパルス光信号を変調した2値RZ変調信号を出力する。

図2



【特許請求の範囲】

【請求項1】 縦モードの光信号をパーシャルレスポンス信号に基づいて変調して出力する光伝送方法であって、システムクロック源からのクロック信号を入力として単一モード光信号を変調し、周波数間隔が $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度)である2つの縦モードのパルス光信号を生成し、前記システムクロック源と同期したデジタル信号源からの2値NRZ信号を符号変換してパーシャルレスポンス信号を生成し、前記パーシャルレスポンス信号に基づいて前記2つの縦モードのパルス光信号を変調した2値RZ変調信号を出力することを特徴とする光伝送方法。

【請求項2】 縦モードの光信号をパーシャルレスポンス信号に基づいて変調して出力する光伝送方法であって、システムクロック源からのクロック信号を入力として単一モード光信号を変調し、周波数間隔が $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度)である2つの縦モードのパルス光信号を生成し、前記システムクロック源と同期したデジタル信号源からの2値NRZ信号を符号変換してパーシャルレスポンス信号を生成し、前記パーシャルレスポンス信号に基づいて前記2つの縦モードのパルス光信号を変調した2値RZ変調信号を生成し、この生成された2値RZ変調信号の高調波成分を除去した後に出力することを特徴とする光伝送方法。

【請求項3】 前記請求項1または2に記載の光伝送方法において、前記パーシャルレスポンス信号として、デュオバイナリ信号を用いることを特徴とする光伝送方法。

【請求項4】 前記請求項1または2に記載の光伝送方法において、前記パーシャルレスポンス信号として、変形デュオバイナリ信号を用いることを特徴とする光伝送方法。

【請求項5】 クロック信号を発生するシステムクロック源と、前記クロック信号と同期して2値NRZデジタル信号を発生させる2値NRZデジタル信号源と、前記2値NRZデジタル信号を入力として電気パーシャルレスポンス信号を生成する電気パーシャルレスポンス符号化手段と、前記電気パーシャルレスポンス信号に基づいて光信号を変調する光変調手段を有する光送信部と、前記光送信部から送信される光信号を受信する光受信部からなる光伝送装置において、前記光送信部は、光周波数間隔 $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度)だけ離れた2つの縦モードのパルス光信号を発生させる2モードビート光パルス発生手段と、伝送速度 B の2値NRZ入力信号に同期したクロック信号から前記2モードビート光パルス発生手段を駆動する信号を発生させるパルス光源駆動手段とを具備することを特徴とする光伝送装置。

【請求項6】 前記請求項5に記載の光伝送装置において、前記2モードビート光パルス発生手段として、マッハツェンダ(MZ)強度変調器を用いることを特徴とする

る光伝送装置。

【請求項7】 前記請求項5に記載の光伝送装置において、前記2モードビート光パルス発生手段として、2モード発振モードロックレーザを用いることを特徴とする光伝送装置。

【請求項8】 前記請求項5に記載の光伝送装置において、前記2モードビート光パルス発生手段は、前記2つの縦モードの光パルス信号の高調波成分を除去する光フィルタを有することを特徴とする光伝送装置。

10 【請求項9】 前記請求項8に記載の光伝送装置において、光フィルタ手段として波長多重用アレイ格子フィルタを用いて、当該生成信号を多数波長多重することを特徴とする光伝送装置。

【請求項10】 前記請求項8又は9に記載の光伝送装置において、前記2モードビート光パルス発生手段として、さらにプッシュプル(push-pull)を用い、振幅が前記プッシュプルMZ強度変調器の半波長電圧に等しい $n \times B/2$ の周波数クロック信号で駆動することを特徴とする光伝送装置。

20 【請求項11】 クロック信号を発生するシステムクロック源と、前記クロック信号と同期して2値NRZデジタル信号を発生させる2値NRZデジタル信号源と、前記2値NRZデジタル信号を入力として電気パーシャルレスポンス信号を生成する電気パーシャルレスポンス符号化手段と、前記電気パーシャルレスポンス信号に基づいて光信号を変調する光変調手段を有する光送信部と、前記光送信部から送信される光信号を受信する光受信部からなる光伝送装置において、前記光送信部は、光周波数間隔 $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度)だけ離れた2つの縦モードのパルス光信号を発生させる2モードビート光パルス発生手段と、伝送速度 B の2値NRZ入力信号に同期したクロック信号から前記2モードビート光パルス発生手段を駆動する信号を発生させるパルス光源駆動手段と、前記光変調手段により変調された光信号の高調波成分を除去する光フィルタ手段を具備することを特徴とする光伝送装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、1波長または波長多重を行う光伝送方法及び光伝送装置に関し、特に、パーシャルレスポンス符号を用いて光信号を変調する光伝送装置に適用して有効な技術に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来、光ファイバ通信システムにおいて、光ファイバの波長分散による波形歪に対するトレランスを向上し、かつ光ファイバ伝送路における光非線型効果による波形歪を低減するための様々な変調符号が提案されている。

【0003】例えば、波長分散トレランスを向上する技術としては、文献1 (K.Yonenaga et al. "Dispersion-

tolerant optical transmission system using duobinary transmitter and binary receiver", J. Lightwave Technol. LT-15, (8), pp. 1530-1537, (1997)) には、変調信号として 3 値のパーシャルレスポンス符号の 1 つであるデュオバイナリ信号を用いて、プッシュプル (push-pull) タイプのマッハツェンダ (MZ) 強度変調器 (以下、MZ 強度変調器と称する) によって変調する光デュオバイナリ変調手段が開示されている。

【0004】従来の光デュオバイナリ変調手段を用いた光伝送装置の送信部は、図 22 に示すように、システムクロック源 2 に同期した 2 値 NRZ (non return to zero) デジタル信号源 5 からの 2 値 NRZ 信号を入力として電気デュオバイナリ符号を出力するデュオバイナリ符号化手段 6 を有している。図 23 (a) に示すような、前記 2 値 NRZ デジタル信号源 5 で生成された 2 値 NRZ 信号 P3 は、電気パーシャルレスポンス符号化手段 6 の論理反転回路 62 で図 23 (b) に示すような反転 NRZ 信号 P4 に論理反転された後、排他的論理和回路 (EX-OR) 63 と 1 ビット遅延回路 (即ち、伝送速度 B のデータの 1 タイムスロット遅延器) 64 で構成されるプリコード 61 により符号変換された後、差動変換器 65 により、図 23 (c) に示すような 2 値 NRZ プリコード出力信号 P5a と、図 23 (d) に示すような 1 ビット遅延されたプリコード出力信号 P5b が差動出力される。前記 2 値 NRZ プリコード出力信号 P5a 及び 1 ビット遅延されたプリコード出力信号 P5b は増幅回路 66 で増幅された後、3 dB 帯域が B/4 である低域通過フィルタ (LPF) 67 に入力され、図 23 (e) に示すような 3 値の相補的なデュオバイナリ信号 P6 を得る。前記低域通過フィルタ (LPF) 67 の論理的な等価回路は、1 ビット遅延回路 67A と加算器 67B で構成されるプリコードと等価である。

【0005】光変調手段 7 では、プッシュプル (push-pull) 構成の MZ 強度変調器 71 により、図 24 (f) に示すような連続発振 (CW) レーザ光源 42 から出力される単一モード光信号 P1 が、3 値の相補的なデュオバイナリ信号 P6 に従い変調され図 24 (h) に示すような光デュオバイナリ信号 P7 に変換される。

【0006】前記文献 1 では、図 22 に示すような構成にすることにより、従来の NRZ 信号に比較して、波長分散トレランスを 2 倍に拡大できることが示されている。

【0007】また、文献 2 (A. Matsuura et al. "High-speed transmission system based on optical modified duobinary signals". Electron. Lett. Vol. 35, No. 9, p. 1-2, 1999) には、変調信号として 3 値のパーシャルレスポンス符号の 1 つである変形デュオバイナリ信号を用いた場合の光パーシャルレスポンス変調手段が開示され、同様に、従来の NRZ 符号に比較して、波長分散トレランスを 2 倍に拡大している。

【0008】また一方で、非線型効果による波形歪の影響を低減するために、パルス幅が一定の RZ (return to zero) 信号を用いる方法が有効である。文献 3 (K. Sato et al. "Frequency Range Extension of actively mode-locked lasers integrated with electroabsorption modulators using chirped grating" J. of selected topics in quantum electronics vol. 3, No. 2, 1997, pp. 250-255) にはモードロックレーザを用いる技術、文献 4

(M. Suzuki, et al. New application of sinusoidal driven InGaAsP electroabsorption modulator to in-line optical gate with ASE noise reduction effect, J. Lightwave Technol., 1992, vol. 10, pp. 1912-1928) には吸収型半導体変調器を用いる技術、文献 5 には半導体レーザの利得スイッチを用いる技術 (K. Iwatsuki et al. Generation of transform limited gain-switched DFB-LD pulses < 6ps with linear fiber compression and spectral window, Electronics Letters vol. 27, pp. 1981-1982, 1991) が開示されている。前記文献 3 乃至文献 5 には、RZ パルス列のデータ変換符号としては、いずれも開示されていない。

【0009】一方、2 モードビートによるパルス列の発生手段として、文献 6 (D. Wake et al. "Optical generation of millimeter-wave signals for fiber-radio systems using a dual-mode DFB semiconductor laser", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 43, pp. 2270-2276, 1995) には 2 つの単一縦モードレーザを同期させて 2 モードビートパルス信号を発生させる技術、文献 7 (佐藤憲史ら、60 GHz モード同期半導体レーザの 2 モード動作、1999 年電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ大会 C-4-8) には半導体モード同期レーザを用いて 2 モードビートパルス信号を発生させる技術、文献 8 (Y. Miyamoto et al. "320 Gbit/s (8x40 Gbit/s) WDM transmission over 367 km with 120 km repeater spacing using carrier-suppressed return to zero format", Electron. Lett., Vol. 35, No. 23, pp. 2041-2042, 1999) には LN 変調器を用いて 2 モードビートパルス信号を発生させる技術が開示されている。前記文献 6、文献 7 には、変調信号としてベースバンド信号を用いることについては示されていない。また、前記文献 8 にはビート周波数 B と同期した NRZ 信号を用いることが示されている。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、前記従来の技術では、光デュオバイナリ信号あるいは光変形デュオバイナリ信号のような 2 値光パーシャルレスポンス変調信号を利用した場合、入力される 2 値 NRZ 信号のパターンに依存して、光変調信号における同符号連続が起こり、光変調信号のパルス幅が一定にならない。このため、光ファイバにおける光入力パワーが高くなると、自己位相変調効果と波長分散による相互作用により、波

形歪が顕著になり、高いファイバ内入力の場合の波長分散に対するトレランス特性が劣化するという問題があった。

【0011】また、光ファイバ伝送路の波長分散等化を行う場合、一般に受信機内部または光増幅中継器内部で伝送路と逆の分散を持つ分散媒体を配置し、総分散Dが零(0)になるように分散補償するのが簡単である。これは、光ファイバ伝送路の分散を測定する上でも測定しやすい条件である。しかし、従来の2値光パーシャルレスポンス変調信号では、最適な総分散値Dが、一般に異常分散($D > 0$)領域にシフトする。このため、分散補償量を単純に $D = 0$ として分散補償をすると、分散補償の最適値がずれているため、受信装置において波長分散による大きな符号間干渉が生じ受信感度が劣化してしまうという問題があった。

【0012】また、従来の2値光パーシャルレスポンス変調信号では、変調波形の初期符号間干渉が従来のNRZ信号に比べて大きいため、NRZ信号と同じ2値受信回路において受信感度が劣化しやすいという問題があった。

【0013】逆に、光非線型効果による波形劣化の改善や、初期変調波形の符号間干渉を抑圧する目的でパルス幅を一定の従来の光パルス列をパーシャルレスポンス符号で変調すると、パーシャルレスポンス信号による波長分散トレランスが著しく損なわれるという問題があった。

【0014】また一方で、従来のRZ変調方式(文献4、5、6)では、図25(d)に示すように、すべてのパルスの光位相が同相であるため、従来の光パルス列信号のフーリエ変換は、図25(e)に示すように、キャリア f_c を中心にキャリア成分の両側の伝送速度Bだけ離れたところにクロック成分のモードが生じる。この3つのモードが、通常のNRZ符号で変調された場合、各モードが帯域幅2BのNRZ信号で変調され全帯域幅は図26(h)に示したように4Bとなってしまう。

【0015】すなわち、パルス列の光変調スペクトルの占有帯域が3Bから4B(Bは伝送速度)以上と広いため、波長分散及び分散スロープの影響を受けやすく、伝送速度を高速化した場合伝送距離が制限されやすい。また、波長多重システムを考えた場合、光変調スペクトルの占有帯域が広いと、当該波長多重システムに用いられる光増幅器のもつ一定の光増幅帯域に多重できる波長チャンネル数が少なくなり、周波数利用効率が低下する。このため波長多重システムの総伝送容量が少なくなるといった問題があった。

【0016】また、前記文献7の2モードビートパルス信号を発生技術は、2つの縦モードの光周波数同期を実現することが難しく安定性に欠けるという問題があった。前記文献8においても2モードビートパルス信号が開示されているが、変調データ信号はいずれも従来のN

RZ符号が開示されているのみであり、いずれも光スペクトル中に伝送速度Bと等しい間隔で輝線スペクトルが生じる。この結果、光ファイバ内の入力が誘導ブリルアン散乱のしきい値(シリカの単一モードファイバで1.5 μ m波長で数mW)を超えると入力側に逆方向散乱され、光ファイバ伝送路に送信装置から入力できるファイバ内入力パワーに著しい制限を受ける。この問題を解決するには、従来、光搬送信号の線幅を拡大する付加回路などが必要であった。

10 【0017】本発明の目的は、パーシャルレスポンス符号を用いた光伝送装置において、波長トレランスを拡大するとともに、分散補償を簡素化しファイバ内入力パワー制限の緩和が可能な技術を提供することにある。

【0018】本発明の前記ならびにその他の目的と新規な特徴は、本明細書の記述及び添付図面によって明らかになるであろう。

【0019】

【課題を解決するための手段】本願において開示される発明のうち、代表的なものの概要を簡単に説明すれば、以下のとおりである。

20 【0020】(1)縦モードの光信号をパーシャルレスポンス信号に基づいて変調して出力する光伝送方法であって、システムクロック源からのクロック信号を入力として単一モード光信号を変調し、周波数間隔が $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度)である2つの縦モードのパルス光信号を生成し、前記システムクロック源と同期したデジタル信号源からの2値NRZ信号を符号変換してパーシャルレスポンス信号を生成し、前記パーシャルレスポンス信号に基づいて前記2つの縦モードのパルス光信号を変調した2値RZ変調信号を出力する。

30 【0021】(2)縦モードの光信号をパーシャルレスポンス信号に基づいて変調して出力する光伝送方法であって、システムクロック源からのクロック信号を入力として単一モード光信号を変調し、周波数間隔が $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度)である2つの縦モードのパルス光信号を生成し、前記システムクロック源と同期したデジタル信号源からの2値NRZ信号を符号変換してパーシャルレスポンス信号を生成し、前記パーシャルレスポンス信号に基づいて前記2つの縦モードのパルス光信号を変調した2値RZ変調信号を生成し、この生成された2値RZ変調信号の高調波成分を除去した後に出

40 力する。

【0022】(3)前記(1)または(2)の光伝送方法において、前記パーシャルレスポンス信号として、デュオバイナリ信号を用いる。

【0023】(4)前記(1)または(2)の光伝送方法において、前記パーシャルレスポンス信号として、変形デュオバイナリ信号を用いる。

50 【0024】(5)クロック信号を発生するシステムクロック源と、前記クロック信号と同期して2値NRZデ

デジタル信号を発生させる2値NRZデジタル信号源と、前記2値NRZデジタル信号を入力として電気パルシャルレスポンス信号を生成する電気パルシャルレスポンス符号化手段と、前記電気パルシャルレスポンス信号に基づいて光信号を変調する光変調手段を有する光送信部と、前記光送信部から送信される光信号を受信する光受信部からなる光伝送装置において、前記光送信部は、光周波数間隔 $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度)だけ離れた2つの縦モードのパルス光信号を発生させる2モードビート光パルス発生手段と、伝送速度 B の2値NRZ入力信号に同期したクロック信号から前記2モードビート光パルス発生手段を駆動する信号を発生させるパルス光源駆動手段とを具備する。

【0025】(6)前記(5)の光伝送装置において、前記2モードビート光パルス発生手段として、MZ強度変調器を用いる。

【0026】(7)前記(5)の光伝送装置において、前記2モードビート光パルス発生手段として、2モード発振モードロックレーザを用いる。

【0027】(8)前記(5)の光伝送装置において、前記2モードビート光パルス発生手段は、前記2つの縦モードの光パルス信号の高調波成分を除去する光フィルタを有する。

【0028】(9)前記(8)の光伝送装置において、光フィルタ手段として波長多重用アレイ格子フィルタを用いて、当該生成信号を多数波長多重する。

【0029】(10)前記(8)又は(9)の光伝送装置において、前記2モードビート光パルス発生手段として、さらにプッシュプル(push-pull)を用い、振幅が前記プッシュプルMZ強度変調器の半波長電圧に等しい $nB/2$ の周波数クロック信号で駆動する。

【0030】(11)のクロック信号を発生するシステムクロック源と、前記クロック信号と同期して2値NRZデジタル信号を発生させる2値NRZデジタル信号源と、前記2値NRZデジタル信号を入力として電気パルシャルレスポンス信号を生成する電気パルシャルレスポンス符号化手段と、前記電気パルシャルレスポンス信号に基づいて光信号を変調する光変調手段を有する光送信部と、前記光送信部から送信される光信号を受信する光受信部からなる光伝送装置において、前記光送信部は、光周波数間隔 $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度)だけ離れた2つの縦モードのパルス光信号を発生させる2モードビート光パルス発生手段と、伝送速度 B の2値NRZ入力信号に同期したクロック信号から前記2モードビート光パルス発生手段を駆動する信号を発生させるパルス光源駆動手段と、前記光変調手段により変調された光信号の高調波成分を除去する光フィルタ手段を具備する。

【0031】以下、本発明について、図面を参照して実施の形態(実施例)とともに詳細に説明する。

【0032】なお、実施例を説明するための全図において、同一機能を有するものは、同一符号をつけ、その繰り返しの説明は省略する。

【0033】

【発明の実施の形態】図1は本発明の光伝送装置の概略構成を示すブロック図であり、1は光送信部、2はシステムクロック源、3はパルス光源駆動手段、4は2モードビートパルス発生手段、5は2値NRZデジタル信号源、6は電気パルシャルレスポンス符号化手段、7は光変調手段、8は光フィルタ手段、9は光受信部である。

【0034】本発明の光伝送装置は、図1に示すように、電気パルシャルレスポンス符号を用いて変調した光信号を送信する光送信部1と、前記光送信部1から送信される光信号を受信する光受信部9により構成される。

【0035】前記光送信部1のパルス光源駆動手段3は、2値NRZデジタル信号源5のシステムクロック源2と同期したクロック信号を入力として、2モードビートパルス発生手段4を駆動する駆動クロック信号を生成して出力する。前記2モードビートパルス発生手段4では、前記駆動クロック信号を入力として伝送速度 B だけ離れた2つの縦モード光信号を発生し、前記2値NRZデジタル信号源5で発生する2値NRZ信号に同期した繰り返し周波数 $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度)の2モードビートパルス光信号を出力する。

【0036】電気パルシャルレスポンス符号化手段6では、前記2値NRZデジタル信号源5で生成された2値NRZ信号を電気パルシャルレスポンス信号に変換する。光変調手段7では、前記2モードビートパルス発生手段4から入力された2モードビートパルス光信号を、前記電気パルシャルレスポンス信号に従って変調して2値光変調信号を生成する。

【0037】光フィルタ手段8では、前記2モードビート光パルス列信号の光変調スペクトルに高調波が生じた場合に、高調波成分のみを除去する。前記光フィルタ手段8は波長多重機能を合わせて具備してもよい。

【0038】以下、図1に示した光送信部1の構成及び動作について具体的に説明する。

【0039】(実施例1)図2は、本発明による実施例1の光伝送装置における光送信部の概略構成を示すブロック図であり、2はシステムクロック源、3はパルス光源駆動手段、31は2分の1($1/2$)分周回路、32は駆動回路、4は2モードビートパルス発生手段、41はマッハツェンダ(MZ)強度変調器、42は連続発振(CW)レーザ光源、5は2値NRZデジタル信号源、6は電気パルシャルレスポンス符号化手段、61はプリコード、62は論理反転回路、63は排他的論理和回路(EX-OR)、64は1ビット遅延回路、65は差動変換器、66は増幅回路、67は低域通過フィルタ(LPF)、67Aは1ビット遅延回路、67Bは加算器、7は光変調手段、71はマッハツェンダ(MZ)強度変調

器、8は光フィルタ手段、81は光増幅器、82は光バンドパスフィルタである。また、P1は単一モード光信号、P2は2モードビートパルス光信号、P3は2値NRZ信号、P4は反転NRZ信号、P5は2値NRZプリコード差動出力信号、P6は電気デュオバイナリ信号、P7及びP8は2値RZ変調信号（光デュオバイナリ信号）である。

【0040】図3乃至図6は本実施例1の光伝送装置の光送信部の動作を説明するための図である。

【0041】以下、図3乃至図6に沿って、図2に示した本実施例1の光送信部の動作を説明する。本実施例1の光送信部では、前記電気パルスレスポンス符号としてデュオバイナリ符号を用い、2モードビートパルス発生手段4としMZ強度変調器41を用い、2つの縦モードの周波数間隔を伝送速度Bと等しいとする。

【0042】まず、システムクロック源2で発生する周波数B（Bは伝送速度と等しい）のクロック信号は、パルス光源駆動手段3の1/2分周回路31に入力され、前記1/2分周回路31により周波数 $f/2$ の1/2分周信号が生成される。前記1/2分周信号は、駆動回路32においてMZ強度変調器の半波長電圧 V_p 程度まで増幅された後、2モードビートパルス発生手段4に差動出力される。

【0043】前記2モードビートパルス発生手段4では、連続発振(CW)レーザ光源42で発生する、図3(a)及び図3(b)に示したような光搬送波周波数 f_0 の単一モード光信号P1を、透過特性が0になるように直流バイアスされたプッシュプル(push-pull)構成のMZ強度変調器41により、前記パルス光源駆動手段3から差動出力された前記1/2分周信号に従って変調し、図3(c)、図3(d)、及び図3(e)に示したような周波数間隔がBだけ離れた2モードビートパルス光信号P2が発生する。

【0044】ここで、図3(c)は前記2モードビートパルス光信号P2の時間波形、図3(d)は図3(c)の直接検波波形、図3(e)は光スペクトルである。前記2モードビートパルス光信号P2は、図3(c)に示すように、1ビットごとに光位相が π 反転する繰り返し周波数Bの光パルス列となっている。この信号をフーリエ変換すると、図3(e)に示すように周波数差が伝送速度Bと等しい2つの縦モードa、bが光周波数 $f_0 - B/2$ 、及び光周波数 $f_0 + B/2$ に生じる。

【0045】一方、電気パルスレスポンス符号化手段6は、前記システムクロック源2に同期した2値NRZデジタル信号源5からの2値NRZ信号を入力として電気デュオバイナリ符号を出力するデュオバイナリ符号化回路を構成している。前記2値NRZデジタル信号源5から入力される、図4(f)に示すような2値NRZ信号P3は、論理反転回路62で図4(g)に示す反転NRZ信号P4のように論理反転した後、排他的論理和

回路(EX-OR)63と1ビット遅延回路(即ち、伝送速度Bのデータの1タイムスロット遅延器)64で構成されるプリコード61より2値NRZプリコード出力信号に符号変換される。前記プリコード61により符号変換された後、差動変換器65により、図4(h)に示す2値NRZプリコード出力信号P5aと図4(i)に示す1ビット遅延させたプリコード出力信号P5bで差動出力される。前記差動変換器65から出力された2値NRZプリコード差動出力信号P5は増幅回路66で増幅された後、3dB帯域が $B/4$ である低域通過フィルタ(LPF)67に入力され、図4(j)に示すような3値の相補的な電気デュオバイナリ信号P6を得る。低域通過フィルタ(LPF)67の論理的な等価回路は、1ビット遅延回路67Aと加算器67Bで構成されるプリコードと等価であり、前記2値NRZプリコード出力信号P5aとそれを1ビット遅延させた2値NRZプリコード出力信号P5bが加算されたものと等価であることが分かる。

【0046】光変調手段7では、プッシュプル(push-pull)構成のMZ強度変調器71により、前記2モードビートパルス光信号P2が前記3値の相補的な電気デュオバイナリ信号P6に従って変調され、図5(k)に示す2値RZ変調信号P7に変換される。

【0047】前記2モードビートパルス発生手段4で生じる2つの縦モードは、前記光変調手段7において各々デュオバイナリ変調されるため、図3(e)の光周波数 $f_0 - B/2$ 及び光周波数 $f_0 + B/2$ の輝線スペクトルは消え、図5(m)に示すように帯域幅Bの2つのデュオバイナリ信号スペクトルが光周波数 $f_0 - B/2$ 、及び $f_0 + B/2$ を中心に生じ、全信号帯域としては2Bとなる。この信号を再び時間領域でみると、2つの光デュオバイナリ信号がお互いに干渉しあい、図5(k)に示すようなRZ波形になる。

【0048】図25及び図26に示したような従来の光パルス信号は、本実施例1とは異なり、全てのパルスの光位相が同相になっている。そのため、従来の光パルス列信号のフーリエ変換では、図25(e)のようにキャリア f_0 を中心にキャリア成分の両側の伝送速度Bだけ離れたところにクロック成分のモードが生じる。この3つのモードが、通常のNRZ符号で変調された場合、各モードが帯域幅2BのNRZ信号で変調され、結果として全帯域幅は4Bとなっていた。

【0049】すなわち、本実施例1の光送信部で生成されるRZ信号光変調スペクトルの占有帯域は、従来のRZ符号に比較して信号帯域を1/2にすることができる。

【0050】また、図5(k)から分かるように、前記2値RZ変調信号P7の時間波形は1タイムスロットごとに電界強度(光強度)が0になるRZ信号となっている。本実施例1では、図3(e)に示した2つの縦モー

ドa、bの各々が光デュオバイナリ変調されるため、光周波数 $f_0 - B/2$ 及び、 $f_0 + B/2$ の輝線スペクトルは消え、光変調スペクトルにはスペクトル密度の高い輝線スペクトルがない。これにより、等しい平均光ファイバ内入力パワーにおいて、従来の光デュオバイナリ符号に比べて1/2のスペクトル密度であるため誘導ブリルアン散乱の影響を3 dBに緩和できる。

【0051】なお、MZ強度変調器を用いる場合、前記MZ強度変調器71の出力パワーをとるために、変調度を100%程度にして個々の駆動振幅を半波長電圧に等しくすると、MZ強度変調器の応答特性の非線形性により、図6(b)及び図6(c)に示すように2モードビートパルス光信号P2に高調波が生じる場合がある。その場合には、図6(d)のように光周波数 f_0 を中心とした透過特性をもつ光バンドパスフィルタ82を用い、図6(e)のように高調波成分を除去する。このとき前記光変調手段7の出力に光増幅器81を配置し増幅した後、前記光変調手段7の出力ポート、または前記2モードビートパルス発生手段4の出力ポートと前記光変調手段7の入力ポートの間のどちらか一方、もしくはその両方に、前記光バンドパスフィルタ82を挿入してもよい。

【0052】図7及び図8は、本実施例1の光伝送装置の作用効果を説明するための図で、光変調信号のアイ開口劣化1 dBを許容する波長分散トレランスのファイバ入力パワー依存性を、計算機シミュレーションした結果を従来の光デュオバイナリ符号に比較して示したものである。シミュレーションに使用した伝送ファイバは図7に示すように、1.55 μm 零分散の分散シフトファイバ(DSF)100 kmを光直接増幅中継した200 kmのファイバ伝送路を用い、各区分で分散補償ファイバDCFで分散補償を行う条件とした。各中継器10のパワー P_0 は同時に変化させた。また、伝送速度は40 Gbit/sとし、線路損失は0.2 dB/km、分散値は+2 ps/nm/kmとしている。

【0053】図8は、横軸に光伝送路(DSF)と分散補償ファイバ(DCF)の総分散量をDCFを変化させて変えた場合の波長分散トレランスの中継器パワー出力依存性を示し、図8(a)は本実施例1の2値RZ変調信号P7の場合、図8(b)は従来のNRZ信号の場合、図8(c)は従来のRZ信号の場合、図8(d)は従来の光デュオバイナリ信号の場合を示している。図8から分かるように、ファイバ入力パワー P_0 が0 dBm程度の光非線形効果が無視できる条件において、図8(a)の2値RZ変調信号の波長分散トレランスは125 ps/nmであり、図8(b)の従来のNRZ符号(135 ps/nm)と同等、図8(c)の従来RZ符号(55 ps/nm)に比較して約2倍、図8(d)の従来の光デュオバイナリ符号(460 ps/nm)の1/4程度の波長分散トレランスを実現できる。

【0054】また、光ファイバ中での光非線形効果が顕在化する中継器10のファイバ内入力のパワー P_0 が8 dBm以上の領域では、図8に示すようにデュオバイナリ符号の広い分散トレランスは急激に劣化し、異常分散領域に最適な分散補償値がシフトする。分散補償の行いやすい零分散領域でペナルティ1 dBを許容するファイバ入力パワー P_d (図中に○で表示)は図8(b)の従来のNRZ符号では6.2 dBm、図8(c)の従来のRZ符号では8.2 dBm、図8(d)の従来の光デュオバイナリ信号では5.8 dBmと厳しく制限される。これに対して、図8(a)の本実施例1の2値RZ変調信号P7は、+12 dBm以上となりファイバ入力パワー P_d のトレランスが拡大されている。

【0055】また、本実施例1の2値RZ変調符号は、図8(a)に示すように、中継器10のパワー P_0 が8 dBm程度までは、分散トレランスは大きく変化せず、最適分散補償値が $D > 0$ の異常分散領域にシフトを起こさないため、分散補償の設計が容易になる。

【0056】例えば、8 dBmまでの高出力中継器パワーを出力するシステムの分散補償設計を行う場合を考える。従来の符号では、最適な総分散量を $D \neq 0$ の条件で分散補償量を設計する必要があり、この時、最適な D が個々の伝送路の損失条件や分散値によって変化する。この値を従来の分散測定器で計測して決定することは難しい。

【0057】一方、本実施例1の2値RZ変調信号P7を用いれば、分散補償量を中継器パワー0 dBm以下の光非線形効果が起こらない領域で、総分散量 $D = 0$ になるように設計すればよい。すなわち、従来の分散測定器で伝送路(この場合はDSF)の分散量を測定し、DCFを含めた総分散量が $D = 0$ になるようにDCFの分散量を決定すればよい。この結果、ペナルティ1 dBを許容するファイバ入力パワー P_d は+8 dBm以上まで拡大され、同時に100 ps/nm以上の広い分散トレランスが得られ、システム全体のSN比をおとさない高い中継器パワーでの光中継伝送システムを容易な分散補償設計で実現できる。

【0058】以上説明したように、本実施例1によれば、単一モード光信号を、周波数間隔 B の2モードビートパルス光信号に変調した後、電気デュオバイナリ信号で変調することにより、波長分散トレランスが広く、かつ分散補償設計が容易で、ファイバ内入力パワーの制限を緩和させた光伝送装置にすることができる。

【0059】(実施例2)図9は、本発明による実施例2の光伝送装置における光送信部の概略構成を示すブロック図であり、33は駆動回路、43はモード同期レーザである。本実施例2の光送信部において前記実施例1と異なる点は、2モードビートパルス発生手段4としてモード同期レーザ43を用いている点である。

【0060】本実施例2におけるパルス光源駆動手段3

では、周波数 B (B は伝送速度と等しい) のシステムクロック源 2 からのクロック信号を入力として、駆動回路 3 3 においてモード同期レーザの同期電圧 V_s まで周波数 B のクロック信号を増幅する。

【0061】また、2 モードビートパルス発生手段 4 では、モード同期レーザ 4 3 を前記クロック信号の周波数 B でモード同期変調し、周波数間隔が B だけ離れた 2 モードビートパルス光信号 P_2 を発生する。

【0062】一方、電気パルスレスポンス符号化手段 6 は、前記システムクロック源 2 に同期した 2 値 NRZ デジタル信号源 5 からの 2 値 NRZ 信号 P_3 が入力として電気デュオバイナリ符号を出力するデュオバイナリ符号化回路を構成されており、前記実施例 1 と同様の手順で 3 値の相補的な電気デュオバイナリ符号 P_6 を生成するため、その詳細な説明は省略する。

【0063】光変調手段 7 では、プッシュプル (push-pull) 構成の MZ 強度変調器 7 1 により、前記モード同期レーザ 4 3 から出力された 2 モードビートパルス光信号 P_2 が前記 3 値の相補的な電気デュオバイナリ信号 P_6 に従って変調され、2 値 RZ 変調信号 P_7 に変換される。

【0064】本実施例 2 においても、前記実施例 1 と同様に前記 2 モードビートパルス光信号 P_2 に高調波成分が発生する場合がある。その場合には、図 6 (d) のように光周波数 f_0 を中心とした透過特性をもつ光バンドパスフィルタ 8 2 を用い、図 6 (e) のように高周波成分を除去する。このとき前記光変調手段 7 の出力に光増幅器 8 1 を配置し増幅した後、前記光変調手段 7 の出力ポート、または前記 2 モードビートパルス発生手段 4 の出力ポートと前記光変調手段 7 の入力ポートの間のどちらか一方、もしくはその両方に前記光バンドパスフィルタを挿入してもよい。

【0065】以上説明したように、本実施例 2 によれば、モード同期レーザにより、周波数間隔 B の 2 モードビートパルス光信号に変調した後、デュオバイナリ信号で変調することにより、波長分散トレランスが広く、かつ分散補償設計が容易で、ファイバ内入力パワーの制限を緩和させた光伝送装置にすることができる。

【0066】また、本実施例 2 のように前記 2 モードビートパルス発生手段 4 にモード同期レーザ 4 3 を用いることにより、前記実施例 1 に比べて MZ 強度変調器を 1 つ減らすことが可能となり、 MZ 強度変調器の挿入損失を低減し、送信信号の光 SN 比を向上することが可能である。

【0067】(実施例 3) 図 10 は、本発明による実施例 3 の光伝送装置における光送信部の概略構成を示す図である。

【0068】本実施例 3 の光送信部において前記実施例 1 と異なる点は、前記 2 モードビートパルス発生手段 4 にモード同期レーザ 4 3 を用い、光パルスの繰り返し周

波数 B の $1/m$ (m は自然数) の周波数分周信号を用いて光パルス繰り返し周波数 B のモード同期を行うサブハーモニックモード同期する点である。

【0069】図 7 のパルス光源駆動手段 3 では、周波数 B (B は伝送速度と等しい) のシステムクロック源 2 からのクロック信号を入力として、まず $1/2$ 分周回路 3 1 において周波数 $f/2$ の $1/2$ 分周信号に変換する。前記 $1/2$ 分周信号は、駆動回路 3 3 においてモード同期レーザの同期電圧 V_s まで増幅される。

【0070】電気パルスレスポンス符号化手段 6 は、前記システムクロック源 2 に同期した 2 値 NRZ デジタル信号源 5 からの 2 値 NRZ 信号を入力として電気デュオバイナリ符号を出力するデュオバイナリ符号化回路を構成している。

【0071】本実施例 3 においても、前記実施例 1 と同様の手順で 3 値の相補的な電気デュオバイナリ信号 P_6 を生成するため、その詳細な説明は省略する。

【0072】光変調手段 7 では、プッシュプル (push-pull) 構成の MZ 強度変調器 7 1 により、前記 2 モードビートパルス光信号 P_2 が前記 3 値の相補的な電気デュオバイナリ信号 P_6 に従って変調され、2 値 RZ 変調信号 P_7 に変換される。

【0073】本実施例 3 においても、前記実施例 1 と同様に前記 2 モードビートパルス光信号 P_2 に高調波成分が発生する場合がある。その場合には、光周波数 f_0 を中心とした透過特性をもつ光バンドパスフィルタ 8 2 を用いて高周波成分を除去する。このとき前記光変調手段 7 の出力に光増幅器 8 1 を配置し増幅した後、前記光変調手段 7 の出力ポート、または前記 2 モードビートパルス発生手段 4 の出力ポートと前記光変調手段 7 の入力ポートの間のどちらか一方、もしくはその両方に前記光バンドパスフィルタを挿入してもよい。

【0074】以上説明したように、本実施例 3 によれば、モード同期レーザにより、周波数間隔 B の 2 モードビートパルス光信号に変調した後、電気デュオバイナリ信号で変調することにより、波長分散トレランスが広く、かつ分散補償設計が容易で、ファイバ内入力パワーの制限を緩和させた光伝送装置にすることができる。

【0075】また、本実施例 3 のように、 $1/2$ 分周回路 3 1 により生成した周波数分周信号を用いて繰り返し周波数 B のモード同期を行うことで、モード同期レーザの駆動周波数を下げることができ前記 2 モードビートパルス発生手段 4 の駆動回路の実現が容易になる。

【0076】(実施例 4) 図 11 は、本発明による実施例 4 の光伝送装置における光送信部の概略構成を示す図であり、68 は乗算器である。

【0077】本実施例 4 の光送信部は、図 1 に示した 2 モードビートパルス発生手段 4 と光変調手段 7 を 1 つの MZ 強度変調器で同時に実現し、各部分における導波路損失などの過剰挿入損失を低減できることが特徴であ

る。

【0078】図12乃至図14は、本実施例4の光送信部の動作を説明するための図である。

【0079】以下、図11乃至図14に沿って、本実施例4の光送信部の動作を説明する。

【0080】パルス光源駆動手段3では、周波数B（Bは伝送速度と等しい）のシステムクロック源2からのクロック信号を入力として、まず1/2分周回路31において周波数f/2の1/2分周信号が生成される。前記1/2分周信号は、駆動回路32において増幅された後、図12（a）に示すような1/2分周信号P9として差動出力される。

【0081】一方、電気パルシャルレスポンス符号化手段6は、前記システムクロック源2に同期した2値NRZデジタル信号源5からの2値NRZ信号P3を入力として電気デュオバイナリ符号を出力するデュオバイナリ符号化回路を構成している。まず、図12（b）に示すような2値NRZ信号P3は、論理反転回路62で図12（c）に示す反転NRZ信号P4に論理反転された後、排他的論理和回路（EX-OR）63と1ビット遅延回路（即ち、伝送速度Bのデータの1タイムスロット遅延器）64で構成されるプリコード61により2値NRZプリコード出力信号符号変換される。前記プリコード61により符号変換された後、差動変換器65により、図12（d）に示す2値NRZプリコード出力信号P5aと図12（e）に示す1ビット遅延された2値NRZプリコード出力信号P5bで差動出力される。前記差動変換器65から差動出力された2値NRZプリコード差動出力信号P5は増幅回路66で増幅された後、3dB帯域がB/4である低域通過フィルタ（LPF）67に入力され、図13（f）に示すような3値の相補的な電気デュオバイナリ信号P6を得る。全器低域通過フィルタ（LPF）67の論理的な等価回路は、1ビット遅延回路67Aと加算器67Bで構成されるプリコードと等価である。前記電気デュオバイナリ信号P6は、乗算器68において、前記パルス光源駆動手段3からの1/2分周信号P9とミキシングされ、図13（h）に示すような3値デュオバイナリRZ電気信号P10に変換される。

【0082】図13（h）は、3値デュオバイナリRZ電気信号P10の出力波形である。前記3値デュオバイナリRZ電気信号P10は前記パルス光源駆動手段3からの1/2分周信号P9の波形と前記電気デュオバイナリ信号P6の波形が乗算された波形になっていることが分かる。図13（i）は前記3値デュオバイナリRZ電気信号P10のベースバンドスペクトルである。前記1/2分周信号P9がベースバンドにおける周波数のB/2のサブキャリアとなり、これを電気デュオバイナリ信号P6で変調したベースバンド信号スペクトルになっている。

【0083】前記3値デュオバイナリRZ電気信号P10は、透過特性が0になるように直流バイアスされたプッシュプル（push-pull）構成のMZ強度変調器71に差動出力として入力され、図14（j）に示すような連続発信（CW）レーザ光源42からの光搬送周波数がf。の単一モード光信号P1が、図14（l）に示す2値RZ変調信号P11に変換される。

【0084】図14（l）は2値RZ変調信号P11の信号波形、図14（m）は図14（l）の直接検波波形、図14（n）は2値RZ変調信号P11のスペクトルである。図14（l）から分かるように、時間波形は1タイムスロットごとに電界強度（光強度）が0になるRZ信号となっている。また、図14（n）に示したキャリア輝線スペクトルが前記3値デュオバイナリRZ電気信号P10で変調されるため、輝線スペクトルは消え、光変調スペクトルにはスペクトル密度の高い輝線スペクトルがない。これにより、等しい平均光ファイバ内入力パワーにおいて、従来の光デュオバイナリ符号に比べ、1/2のスペクトル密度であるため誘導ブリルアン散乱の影響を3dBに緩和できる。

【0085】本実施例4においても、前記実施例1と同様に高調波成分が発生する場合がある。その場合には、光周波数f。を中心とした透過特性をもつ光バンドパスフィルタ82を用いて高調波成分を除去する。このとき前記光変調手段7の出力に光増幅器81を配置し増幅した後、前記光変調手段7の出力ポートに前記光バンドパスフィルタを挿入してもよい。

【0086】以上説明したように、本実施例4によれば、単一モード光信号P1を、周波数間隔Bのクロック信号から生成した1/2分周信号P9と電気デュオバイナリ信号P6をミキシングした3値デュオバイナリ電気信号P10に従って変調することにより、波長分散トレランスが広く、かつ分散補償設計が容易で、ファイバ内入力パワーの制限を緩和させた光伝送装置にすることができる。

【0087】（実施例5）図15は、本発明による実施例5の光伝送装置における光送信部の概略構成を示すブロック図であり、11は波長多重フィルタ、11A、11B、11C、11nは入力ポート、12は出力ポートである。

【0088】本実施例5の光送信部では、前記2モードビートパルス発生手段4で生じる不要な高調波成分を除去する光バンドパスフィルタとして波長多重フィルタ11を用い、除去された高調波成分が他波長ポートのクロストークにならないことを特徴とする。前記波長多重フィルタ11としては、例えば、アレイ格子フィルタを用いてもよい。また、前記2モードビートパルス発生手段4としては、前記実施例1で説明したMZ強度変調器41を用いる手段であつてもよいし、前記実施例2乃至3で説明したモード同期レーザ43を用いる手段であつて

もよい。また、パーシャルレスポンス符号としてデュオバイナリ信号を用いてもよいし、変形デュオバイナリ信号を用いてもよい。

【0089】図16は本実施例5の光送信部の動作を説明する図である。

【0090】本実施例5の光伝送装置では、第1光送信部1Aから第n光送信部1nまで複数(n)個あり、図16(a)に示すように第1光送信部1Aから第n光送信部1nまでの各光搬送周波数が f_0 から f_n に設定されている。前記実施例1乃至4で説明した手順に沿って各光送信部で生成された2値RZ変調信号が、入力ポート数nの波長多重フィルタ11に接続される。前記波長多重フィルタ11の、各入力ポートから出力ポート12への透過特性は、透過パスバンド中心が図16(b)に示すように、各光搬送周波数が f_0 から f_n に一致し、かつ光バンドパスフィルタの遮断特性が高調波信号成分のみ除去できるように構成できる。前記波長多重フィルタ11として、例えば、アレイ格子フィルタを用いた場合、多重信号帯域B0に比べ、アレイ格子フィルタのフリースpektralレンジ(FSR)を、多重するべき波長多重信号の全光信号帯域より十分広くとれば、除去された高調波信号成分が他の波長チャネルのクロストークにならないように構成でき、かつ波長多重ができる。

【0091】(実施例6)図17は、本発明による実施例6の光伝送装置における光送信部の概略構成を示す図であり、69Aは1対2(1:2)ビットインタリーブ分離回路、69Bは2対1(2:1)ビットインタリーブ多重回路である。

【0092】図18乃至図21は本実施例6の光送信部の動作を説明するための図である。

【0093】以下、図17乃至図21に沿って本実施例6の光送信部の動作を説明する。本実施例6では、パーシャルレスポンス符号として変形デュオバイナリ信号を用い、前記2モードビートパルス発生手段4としてMZ強度変調器41を用い、2つの縦モードの周波数間隔を伝送速度Bと等しいとする。

【0094】まず、パルス光源駆動手段3では、周波数B(Bは伝送速度と等しい)のシステムクロック源2からのクロック信号を入力として、まず1/2分周回路31において周波数 $f/2$ の1/2分周信号を生成する。生成された前記1/2分周信号は、駆動回路32においてMZ強度変調器の半波長電圧 V_p 程度まで増幅され差動出力される。

【0095】次に、2モードビートパルス発生手段4では、図18(a)に示すような連続発信(CW)レーザ光源42からの単一モード光信号P1が、透過特性が0になるように直流バイアスされたプッシュプル(push-pull)構成のMZ強度変調器41により、前記パルス光源駆動手段3から差動出力された1/2分周信号により変調され、図18(c)、図18(d)、図18(e)に

示す周波数間隔がBだけ離れた2モードビートパルス光信号P2が発生する。

【0096】ここで、図18(c)は2モードビートパルス光信号P2の出力波形、図18(d)は図18

(c)の直接検波波形、図18(e)は図18(c)光スペクトルである。2つの縦モードa、bがそれぞれ、光周波数 $f_0 - B/2$ 及び、 $f_0 + B/2$ において生じる。従って2つの縦モードの周波数差は伝送速度Bに等しいことが分かる。

【0097】一方、電気パーシャルレスポンス符号化手段6は、前記システムクロック源2に同期した2値NRZデジタル信号源5からの2値NRZ信号P3を入力として電気変形デュオバイナリ符号を出力する変形デュオバイナリ符号回路を構成している。まず、図19(f)に示す2値NRZ信号P3は1:2ビットインタリーブ分離回路69Aに入力され、図19(g)、図19(h)に示すようなデータ速度 $B/2$ の2つの2値NRZビットインタリーブ分離信号P12a、P12bに分離される。前記1:2ビットインタリーブ分離回路69Aで分離された前記2つの2値NRZビットインタリーブ分離信号P12a、P12bは、それぞれ、排他的論理回路(EX-OR)63A、63Bと1ビット遅延回路(即ち、伝送速度 $B/2$ のデータの1タイムスロット遅延器)64A、64Bで構成されるプリコード61により図19(i)及び図19(j)に示すような2値NRZビットインタリーブプリコード出力信号P13a、P13bに符号変換された後、2:1ビットインタリーブ多重回路69Bに入力され、図19(k)に示すようなデータ速度Bの2値NRZ変形デュオバイナリプリコード出力信号P14に多重される。前記2値NRZ変形デュオバイナリプリコード出力信号P14は、差動変換器65により差動出力される。前記差動変換器65により差動出力された2値NRZプリコード差動出力信号は増幅回路66で増幅された後、3dB帯域が $B/4$ で、中心周波数 $B/4$ のバンド通過フィルタ(BPF)67'に入力され、図19(l)に示すような3値の相補的な電気変形デュオバイナリ信号P15を得る。前記バンド通過フィルタ67'の論理的な等価回路は、2ビット遅延回路(伝送速度Bの2タイムスロット遅延器)67Cと論理反転回路67Dと加算器67Bで構成されるプリコードと等価である。

【0098】光変調手段7では、プッシュプル(push-pull)構成のMZ強度変調器71により、前記2モードビートパルス光信号P2が前記3値の相補的な電気変形デュオバイナリ信号P15に従い変調され、図20

(m)に示すような2値RZ変調信号P16に変換される。

【0099】ここで、図20(m)は前記2値RZ変調信号P16の信号波形、図20(n)は図20(m)の直接検波波形、図20(o)は図20(m)の光変調ス

ペクトルである。図 20 (m) から分かるように、時間波形は 1 タイムスロットごとに電界強度 (光強度) が 0 になる RZ 信号となっている。また、図 20 (o) の 2 つの縦モード a、b の各々が変形光デュオバイナリ変調されるため、光周波数 $f_0 - B/2$ 及び、 $f_0 + B/2$ の輝線スペクトルは消え、光変調スペクトルにはスペクトル密度の高い輝線スペクトルがない。これにより、従来の光デュオバイナリ符号に比べ、 $1/4$ のスペクトル密度であるため誘導ブリルアン散乱の影響を 6 dB に緩和できる。

【0100】本実施例 6 においても、前記実施例 1 と同様に高調波成分が発生する場合がある。その場合には、光周波数 f_0 を中心とした透過特性をもつ光バンドパスフィルタ 82 を用いて高調波成分を除去する。このとき前記光変調手段 7 の出力に光増幅器 81 を配置し増幅した後、前記光変調手段 7 の出力ポート、または前記 2 モードビートパルス発生手段 4 の出力ポートと前記光変調手段 7 の入力ポートの間のどちらか一方、もしくはその両方に、前記光バンドパスフィルタを挿入してもよい。

【0101】以上説明したように、本実施例 6 によれば、単一モード光信号を、周波数間隔 B の 2 モードビートパルス光信号に変調した後、変形デュオバイナリ信号で変調することにより、波長分散トレランスが広く、かつ分散補償設計が容易で、ファイバ内入力パワーの制限を緩和させた光伝送装置にすることができる。

【0102】また、本実施例 6 のように、変形デュオバイナリ信号で変調することにより、前記実施例 1 から 4 に比べ、誘導ブリルアン散乱の影響を更に緩和することができる。

【0103】以上、本発明を、前記実施例に基づき具体的に説明したが、本発明は、前記実施例に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において種々変更可能であることはもちろんである。

【0104】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、変調される光搬送波として、従来の 1 つの縦モード CW 光信号の代わりに、周波数間隔 $n \times B$ (n は自然数、 B は伝送速度) だけ離れた 2 つの縦モードの光信号 (2 モードビートパルス光信号) を用いることにより、光変調波形の初期符号干渉を通常の光バーチャルレスポンス信号より改善し高感度化できる。

【0105】また、ファイバ内光入力パワーが高い場合の波長分散トレランス特性を顕著に劣化させることなく、光伝送できる手段を提供し、光ファイバ伝送路の波長分散等化の設計を容易にできる。

【0106】また、光ファイバ伝送路における誘導ブリルアン散乱に起因した光ファイバ内入力パワー制限を、従来の光デュオバイナリ符号に比較して緩和できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明による光伝送装置の概略構成を示すブ

ック図である。

【図 2】本発明による実施例 1 の光伝送装置における光送信部の概略構成を示す図である。

【図 3】本実施例 1 の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 4】本実施例 1 の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 5】本実施例 1 の光送信部の動作を説明するための図である。

10 【図 6】本実施例 1 の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 7】本実施例 1 の光送信部の作用効果を説明するための図である。

【図 8】本実施例 1 の光送信部の作用効果を説明するための図である。

【図 9】本発明による実施例 2 の光伝送装置における光送信部の概略構成を示す図である。

【図 10】本発明による実施例 3 の光伝送装置における光送信部の概略構成を示す図である。

20 【図 11】本発明による実施例 4 の光伝送装置における光送信部の概略構成を示す図である。

【図 12】本実施例 4 の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 13】本実施例 4 の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 14】本実施例 4 の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 15】本発明による実施例 5 の光伝送装置における光送信部の概略構成を示す図である。

30 【図 16】本実施例 5 の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 17】本発明による実施例 6 の光伝送装置における光送信部の概略構成を示す図である。

【図 18】本実施例 6 の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 19】本実施例 6 の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 20】本実施例 6 の光送信部の動作を説明するための図である。

40 【図 21】本実施例 6 の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 22】従来の光伝送装置における光送信部の概略構成を示す図である。

【図 23】従来の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 24】従来の光送信部の動作を説明するための図である。

【図 25】従来の光送信部の動作を説明するための図である。

50 【図 26】従来の光送信部の動作を説明するための図で

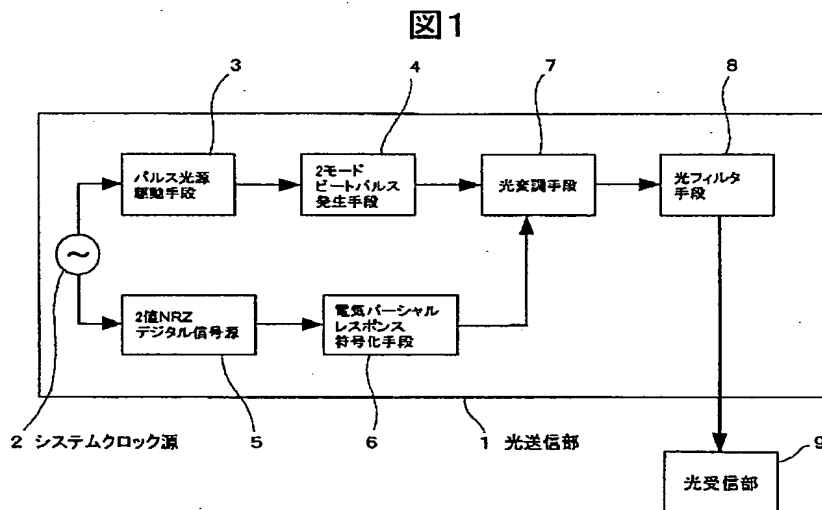
ある。

【符号の説明】

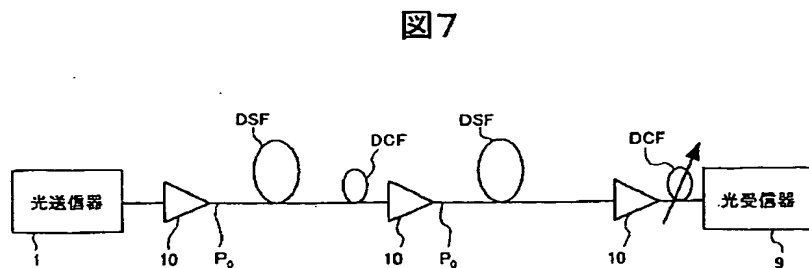
1…光送信部、2…システムクロック源、3…パルス光源駆動手段、31…2分の1(1/2)分周回路、32, 33…駆動回路、4…2モードビートパルス発生手段、41…マッハツェンダ(MZ)強度変調器、42…連続発振(CW)レーザ光源、43…モード同期レーザ、5…2値NRZデジタル信号源、6…電気パーシャルレスポンス符号化手段、61…プリコード、62…論理反転回路、63, 63A, 63B…排他的論理和回路(EX-OR)、64, 64A, 64B…1ビット遅延回路、65…差動変換器、66…増幅回路、67…低域透過フィルタ(LPF)、67'…バンド透過フィルタ(BPF)、67A…1ビット遅延回路、67B…加算器、67C…2ビット遅延回路、67D…論理反転回路、68…乗算器、69A…1対2(1:2)ビットインタリーブ分離回路、69B…2対1(2:1)ビットインタリーブ多重回路、7…光変調手段、71…マッハツェンダ

(MZ)強度変調器、8…光フィルタ手段、81…光増幅器、82…光バンドパスフィルタ、9…光受信部、10…中継器、11…波長多重フィルタ、12…出力ポート、P1…単一モード光信号、P2…2モードビートパルス光信号、P3…2値NRZ信号、P4…反転NRZ信号、P5…2値NRZプリコード差動出力信号、P5a…2値NRZプリコード出力信号、P5b…1ビット遅延された2値NRZプリコード出力信号、P6…電気デュオバイナリ信号、P7, P8…2値RZ変調信号(光デュオバイナリ信号)、P9…1/2分周信号、P10…3値デュオバイナリRZ電気信号、P11…2値RZ変調信号(光デュオバイナリ信号)、P12a, P12b…2値NRZビットインタリーブ分離信号、P13a, P13b…2値NRZビットインタリーブプリコード出力信号、P14…2値NRZ変形デュオバイナリプリコード出力信号、P15…電気変形デュオバイナリ信号、P16, P17…2値RZ変調信号(光変形デュオバイナリ信号)。

【図1】

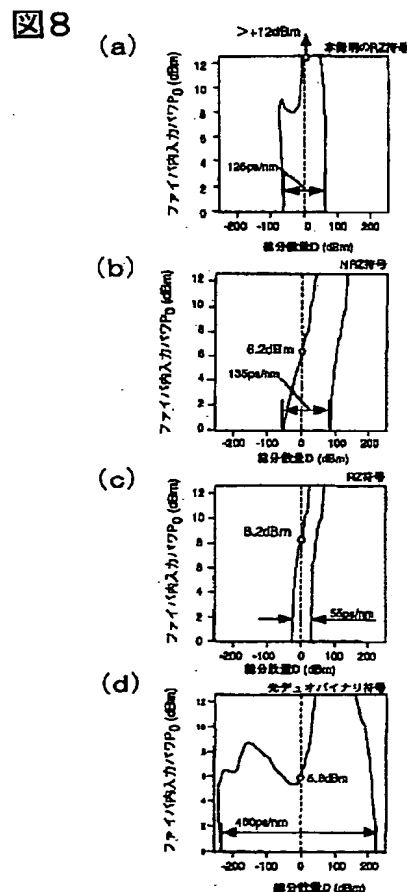


【図7】



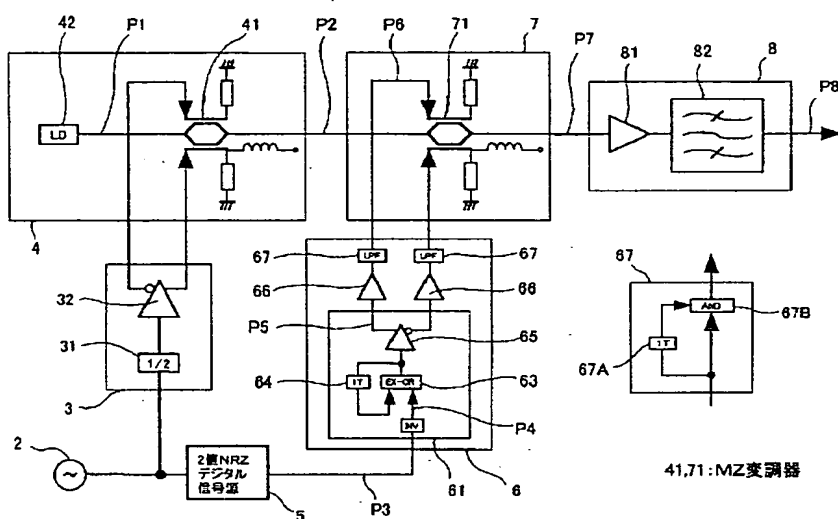
10: 中継器
DSF: 155 μm 零分散ファイバ
DCF: 分散補償ファイバ

【図8】



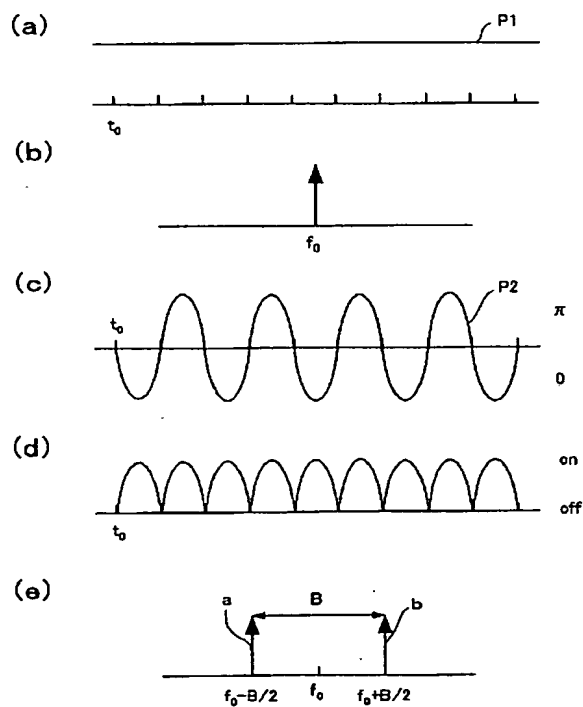
【图 2】

图2



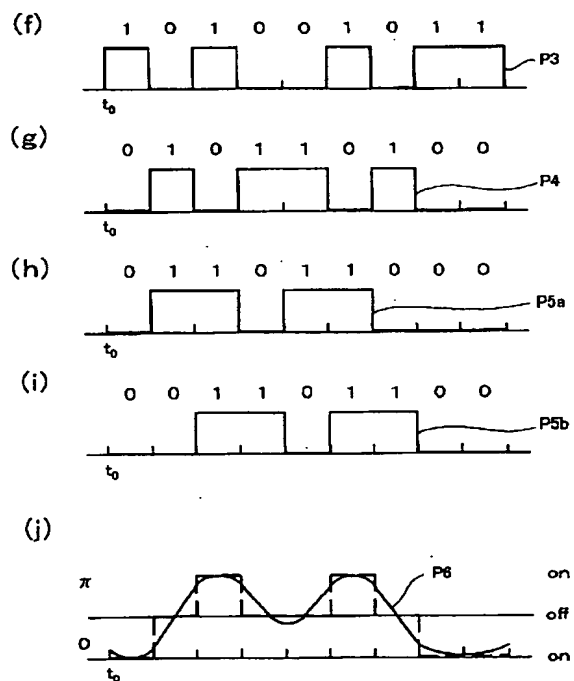
【圖 3】

图3



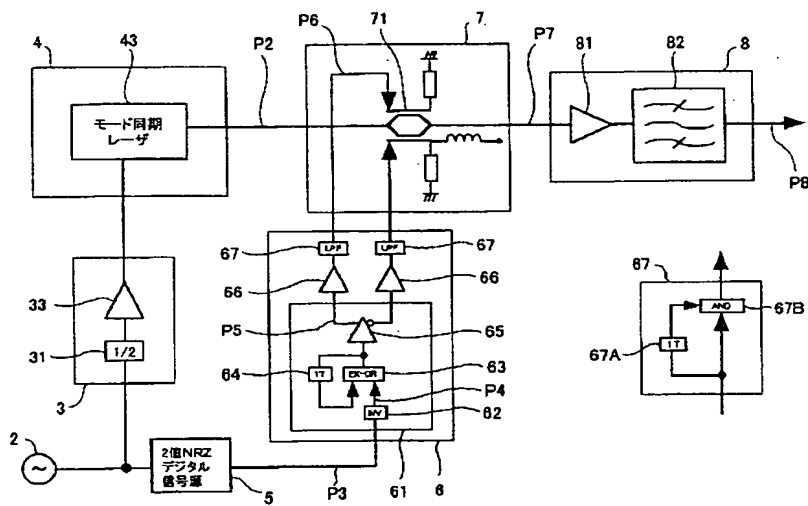
【図 4】

图4



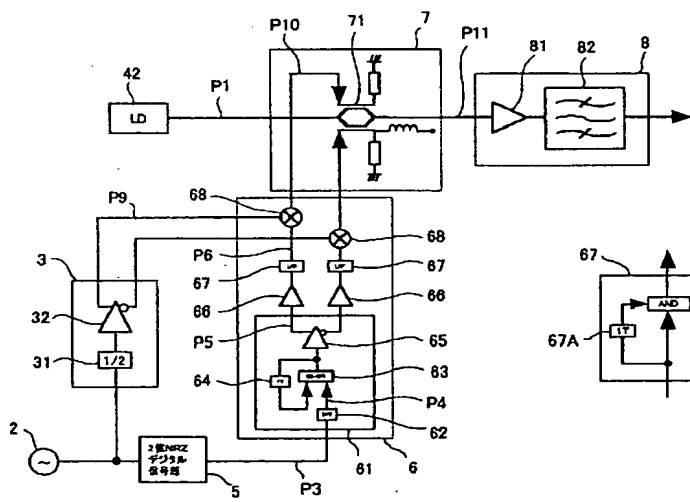
【図 10】

図10



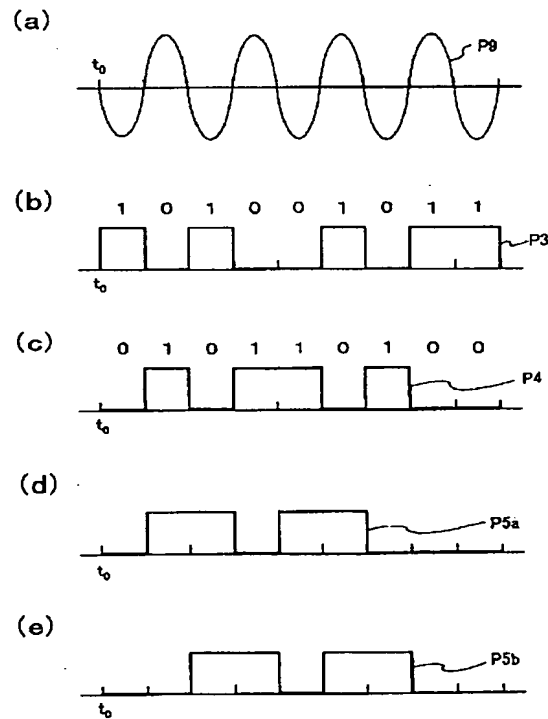
【図 11】

図11



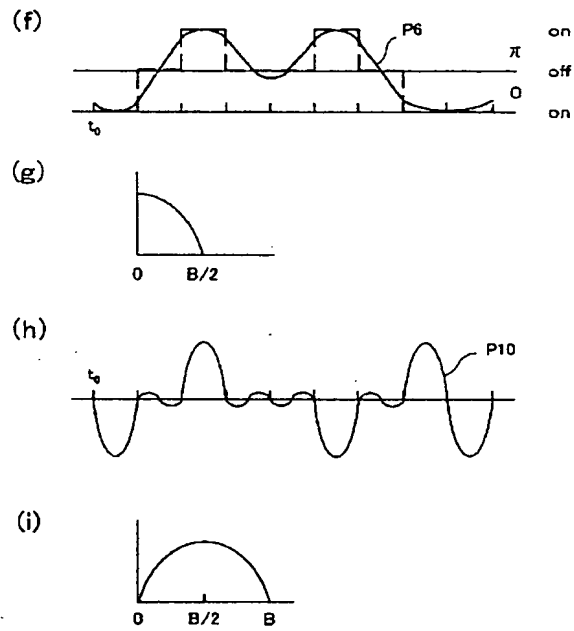
【図 12】

図12



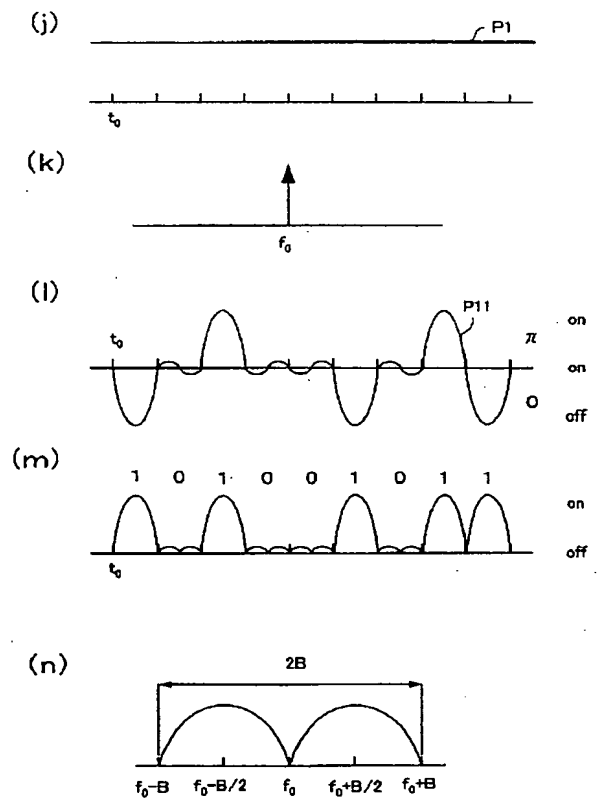
【図 13】

図13



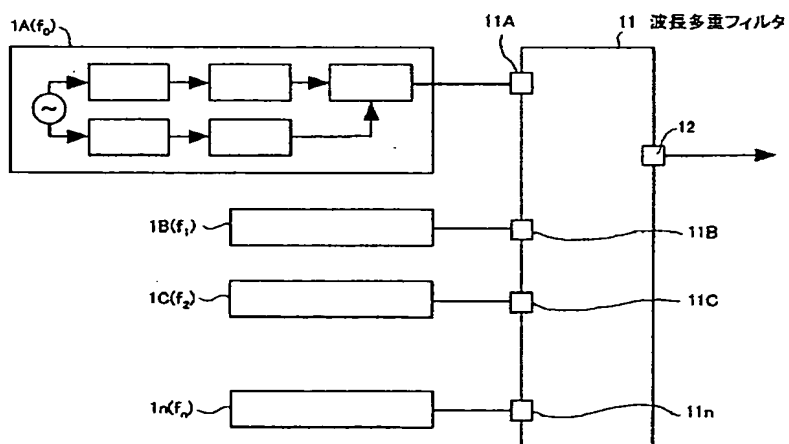
【図 14】

図14



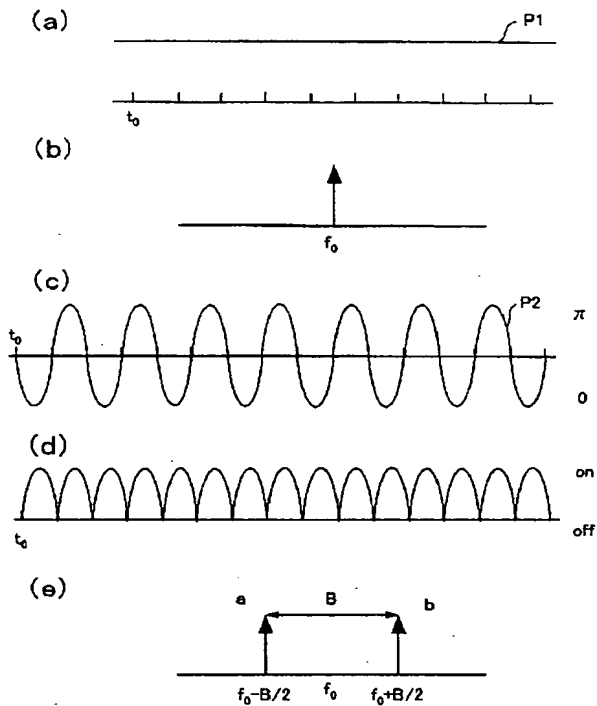
【図 15】

図15



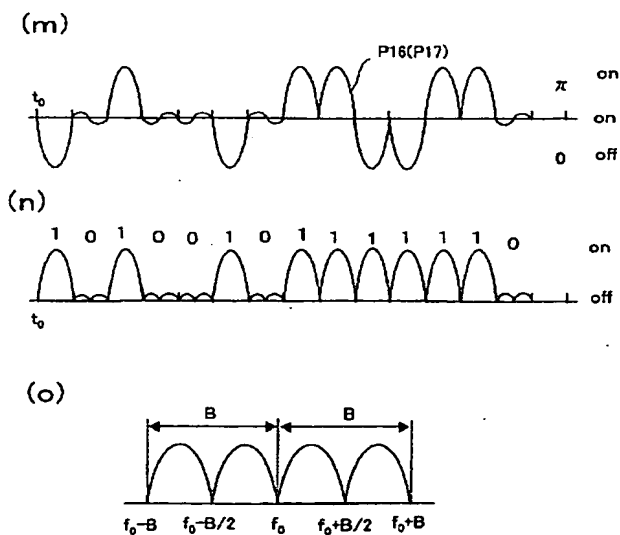
【图 18】

图 18



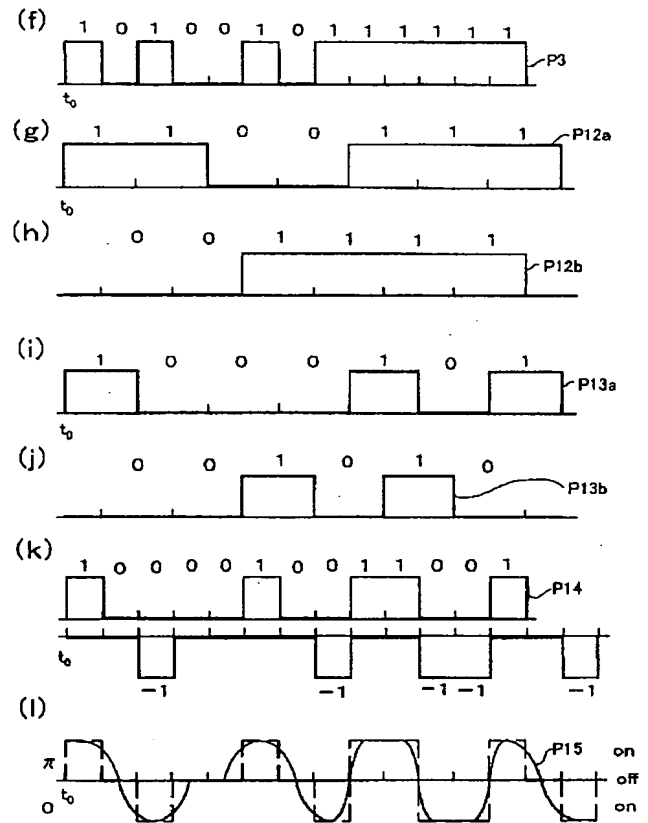
【図 20】

图20



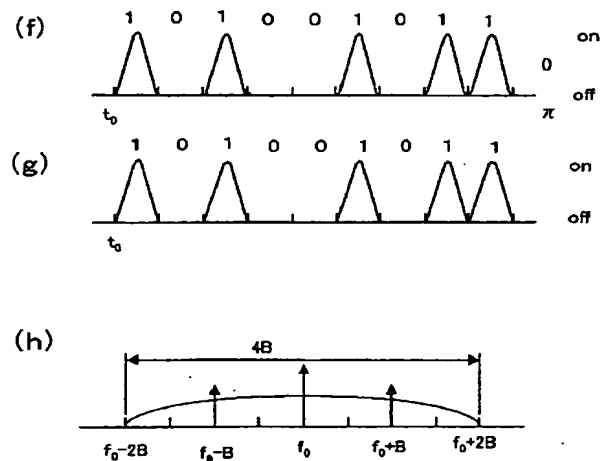
【図 19】

图 19



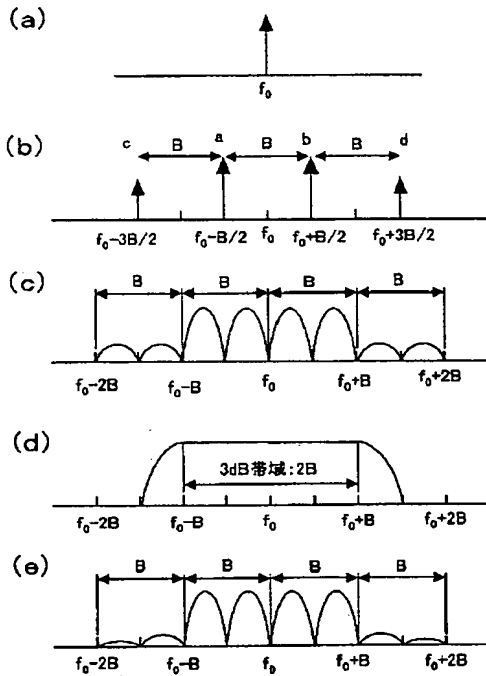
【图 26】

图 26



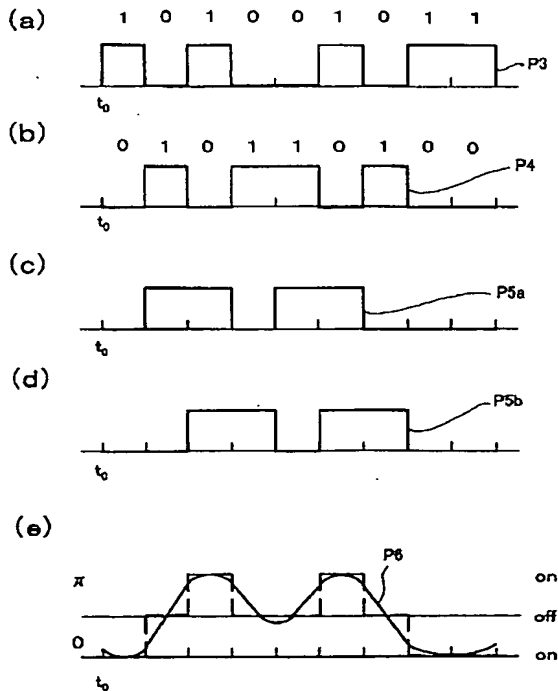
【図 21】

図 21



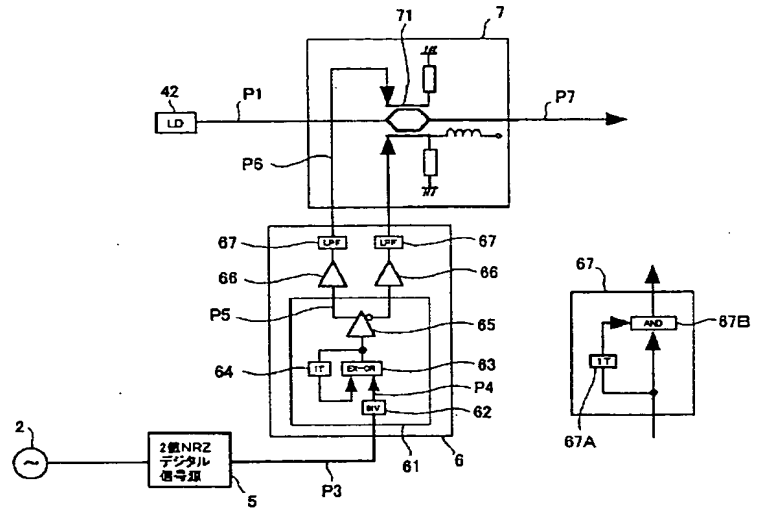
【図 23】

図 23



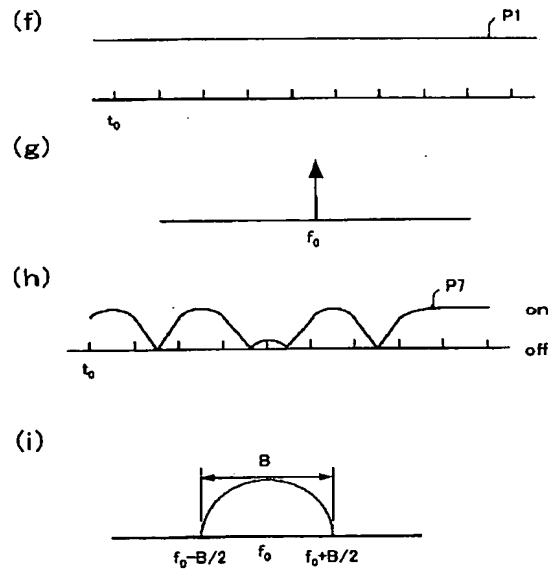
【図 22】

図 22



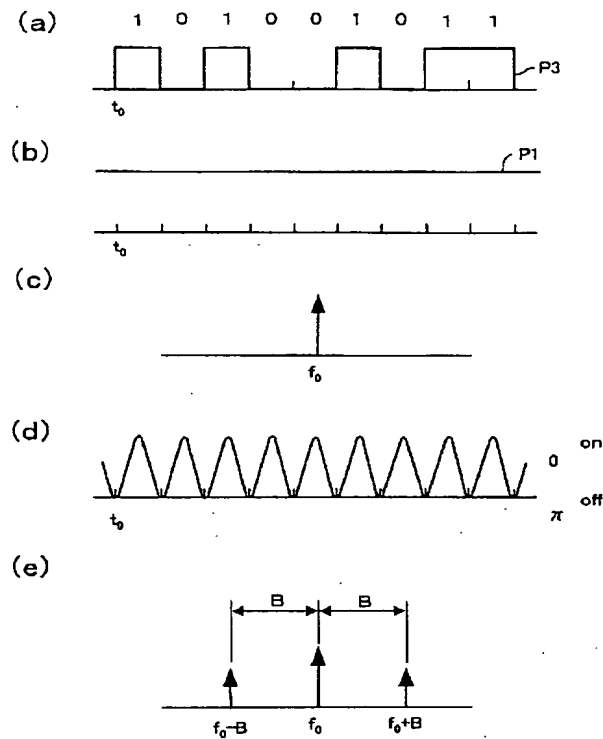
【図 24】

図 24



【図 25】

図25



フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード (参考)
H 0 4 B 10/02		H 0 4 B 9/00	M
10/18			
H 0 4 L 25/02	3 0 3		
25/49			
25/497			
(72) 発明者 米永 一茂		(72) 発明者 鳥羽 弘	
東京都千代田区大手町二丁目 3 番 1 号 日		東京都千代田区大手町二丁目 3 番 1 号 日	
本電信電話株式会社内		本電信電話株式会社内	
(72) 発明者 佐藤 憲史		(72) 発明者 松浦 暁彦	
東京都千代田区大手町二丁目 3 番 1 号 日		東京都千代田区大手町二丁目 3 番 1 号 日	
本電信電話株式会社内		本電信電話株式会社内	
		F ターム (参考)	5K002 AA01 AA02 BA02 BA13 CA01
			CA14 CA16 DA06 FA01
			5K029 AA03 CC04 GG05 JJ01